

PATENTTI- JA REKISTERIHALLITUS
NATIONAL BOARD OF PATENTS AND REGISTRATION

Helsinki 28.6.2002



E T U O I K E U S T O D I S T U S
P R I O R I T Y D O C U M E N T

Hakija
Applicant

Nokia Networks Oy
Helsinki

Patentihakemus nro
Patent application no

20002845

Tekemispäivä
Filing date

22.12.2000

Kansainvälinen luokka
International class

H04L

Keksinnön nimitys
Title of invention

"Digitaalisen signaalin lähettäminen"

Hakemus on hakemusdiaariin 13.02.2002 tehdyn merkinnän mukaan siirrynyt Nokia Corporation nimiselle yhtiölle, kotipaikka Helsinki.

The application has according to an entry made in the register of patent applications on 13.02.2002 been assigned to Nokia Corporation, Helsinki.

Täten todistetaan, että oheiset asiakirjat ovat tarkkoja jäljennöksiä Patentti- ja rekisterihallitukselle alkuaan annetuista selityksestä, patenttivaatimuksista, tiivistelmästä ja piirustuksista.

This is to certify that the annexed documents are true copies of the description, claims, abstract and drawings originally filed with the Finnish Patent Office.

Eija Solja
Eija Solja
Apulaistarkastaja

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

Maksu 50 €
Fee 50 EUR

Maksu perustuu kauppa- ja teollisuusministeriön antamaan asetukseen 1027/2001 Patentti- ja rekisterihallituksen maksullisista suoritteista muutoksineen.

The fee is based on the Decree with amendments of the Ministry of Trade and Industry No. 1027/2001 concerning the chargeable services of the National Board of Patents and Registration of Finland.

Osoite: Arkadiankatu 6 A
P.O. Box 1160

Puhelin: 09 6939 500
Telephone: + 358 0 6939 500

Telefax: 09 6939 5328
Telex: 250 0 6939 5328

Digitaalisen signaalin lähetäminen

Keksinnön ala

Keksinnön soveltamisala on digitaalisen signaalin lähetys, erityisesti keksintö kohdistuu signaalin lohkokoodaukseen useamman kuin yhden antennin kautta tapahtuvaan lähetystä varten.

Keksinnön tausta

Tietoliikenneyhteyksissä signaalien välittämiseen käytetty siirtotie aiheuttaa tunnetusti häiriötä tietoliikenteelle. Tätä tapahtuu riippumatta siirtotien fyysisestä muodosta, olipa siirtotie esimerkiksi radioyhteys, valokuitu tai kuparikaapeli. Erityisesti radiotietoliikenteessä esiintyy usein tilanteita, joissa siirtotien laatu vaihtelee yhteyskerrasta toiseen ja myös yhteyden aikana. Radiotien häipymisilmiöt ovat eräs tyypillinen ilmiö, joka aiheuttaa muutoksia siirtokanavassa. Myös muut samanaikaiset yhteydet saattavat aiheuttaa häiriötä ja nämä voivat vaihdella ajan ja paikan funktiona. Tyypillisessä radiotietoliikenneympäristössä lähettimen ja vastaanottimen väliset signaalit etenevät useaa reittiä. Tämä monitie-eteneminen (multipath propagation) aiheutuu pääosin signaalin heijastumisista ympäröivistä pinnoista. Eri reittejä kulkeneet signaalit saapuvat vastaanottimeen eri aikoina erilaisen kulkuaikaviiveen takia. Monitie-etenemisen aiheuttaman häipymän kompensoimiseen on kehitetty erilaisia menetelmiä.

Eräs tehokkaimmista tavoista radiotiellä esiintyvän häipymän kompensoimiseksi on lähettimen lähetystehon säätö. Jos radiotien ominaisuudet tunnetaan, voidaan lähettimen tehoa säätää siten, että häipymän vaikutus voidaan kumota. Käytännössä tällainen ratkaisu on kuitenkin perin vaikea toteuttaa, koska ensiksikin lähettimen tulisi tietää kanavan laatu, ja tämä tiedon välitys lähettimelle reaaliaikaisesti on hankalaa. Toiseksi lähettimille asetetut lähetystehon rajat sekä lähettimien dynaaminen alue asettavat omat rajoituksensa. Lisäksi tehonsäätö itsessään voi johtaa tehottomaan lähetykseen kasvattamalla tehon suureksi häipymäkuopissa. Toinen ratkaisu ongelmaan on diversiteetin käyttö lähettimessä. Aikadiversiteetissä käytetään lomittelua ja koodausta, jolla aikaansaadaan ajallista diversiteettiä lähetettävään signaaliin. Tällä on kuitenkin se haittamuoli, että lähetykseen tulee viiveitä, varsinkin, kun kanava on hitaasti häipyvä. Taajuusdiversiteetissä puolestaan signaali lähetetään usealla taajuudella samanaikaisesti. Tämä on kuitenkin tehoton menetelmä silloin, kun kanavan koherenssikaistanleveys on suuri.

Lähetyssantennidiversiteetissä lähetetään sama signaali tai saman signaalin eri osat vastaanottimelle kahta tai useampaa eri antennia käyttäen. Tällöin eri kanavien läpi monitie-edenneet signaalikomponentit eivät todennäköisesti tule samanaikaisen häipymän häiritsemiksi. Julkaisussa WO 99/14871

5 on esitetty erityisesti kahden antennin tapaukseen soveltuva diversiteettimenetelmä, jossa koodataan lähetettävät biteistä koostuvat symbolit annetun mittaisissa lohkoissa, ja jossa kukin lohko koodataan annetuksi määräksi kanavasymboleja kaavan (1) mukaisesti.

$$10 \quad C_{\text{Ala}} \rightarrow \begin{pmatrix} z_1 & z_2 \\ -z_2^* & z_1^* \end{pmatrix} \quad (1)$$

Kaavassa matriisin vaakarivit kuvaavat lähetysajanhetkiä siten, että ylempi vaakarivi kuvailee ajanhetkellä t lähetettävää informaatiota ja alempi vaakarivi ajanhetkellä $t+T$ lähetettävää informaatiota, jossa T tarkoittaa symbolijaksoa. Matriisin pystyrivit puolestaan kuvaavat antenneja siten, että ensimmäinen pystyrivi kuvailee antennin 1 kautta lähetettävää informaatiota ja toinen pystyrivi antennin 2 kautta lähetettävää informaatiota. Kaavassa (1) esitetyn kaltainen kompleksisen modulaation lohkokoodi on olemassa kuitenkin vain korkeintaan kahdelle antennille. Useammalle kuin kahdelle antennille lähetettävä maksimaalinen tiedonsiirtonopeus eli koodaussuhde (rate) lasketaan kaavan (2) mukaisesti, missä N on lähetysantennien lukumäärä, ja hakasulkeet tarkoittavat pienintä kokonaislukua, joka on suurempi tai yhtä suuri kuin sulkeissa oleva lauseke. On huomattava, että tässä koodaussuhteella tarkoitetaan symbolikoodaussuhdetta, eli symbolijakson T aikana lähetettävien symbolien lukumäärää. Kolmelle ja neljälle antennille maksimaalinen koodaussuhde ortogonaaliselle koodille onkin $\frac{N}{4}$.

$$30 \quad \text{Rate} = \frac{[\log_2 N] + 1}{2^{[\log_2 N]}} \quad (2)$$

Julkaisussa Tirkkonen, Boariu, Hottinen IEEE 6th Symposium on Spread-Spectrum Tech. & Appli., NJIT, New Jersey, USA Sept. 2000 on esitetty eräitä täyden koodaussuhteeseen 1 ratkaisuja. Julkaisussa esitetään koodausmenetelmä, jossa kaavan (1) mukaista ortogonaalista Alamoutin matriisia

hyväksikäytäen on muodostettu neljän antennin kaavan (3) mukainen epäortogonaalinen lohkokoodi.

$$(z_1, z_2, z_3, z_4) \rightarrow \begin{pmatrix} z_1 & z_2 & z_3 & z_4 \\ -z_2 & z_1 & -z_4 & z_3 \\ z_3 & z_4 & z_1 & z_2 \\ -z_4 & z_3 & -z_2 & z_1 \end{pmatrix} \quad (3)$$

5

Matriisi on esitystavan (4) mukaisesti muotoa ABBA, jossa A matriisi noudattelee Alamoutin matriisia symboleille z_1 ja z_2 , kun taas B noudattelee Alamoutin matriisia symboleille z_3 ja z_4 .

10

$$\begin{pmatrix} A & B \\ B & A \end{pmatrix} \quad (4)$$

Tunnettuihin epäortogonaaliin lohkoodeihin sisältyy kuitenkin merkittävä haitta. Mainituilla lohkoodeilla ei ole täysi diversiteetti eli itsenäisesti dekoodattavien kanavien lukumäärä on pienempi kuin antennien lukumäärä, jolloin menetetään antennien tarjoamaa lähetyskapasiteettia. Lohkoodin diversiteetti on matriisien (5) pienin nollasta poikkeavien ominaisarvojen lukumäärä.

20

$$H_{ce} = D_{ce}^H D_{ce} \quad (5)$$

, jossa D_{ce} määritellään kaavalla (6).

$$D_{ce} = C_c - C_e \quad (6)$$

25

Edellisessä C_c on jokin lähetetty koodimatriisi ja C_e on jokin virheellinen detektoitu koodimatriisi. Jos esimerkiksi ajatellaan kanavasymboliparia, jossa tehdään sama virhe Δ symboleille z_1 ja z_3 ja ei lainkaan virhettä symboleille z_2 ja z_4 , erotusmatriisiksi D_{ce} saadaan kaavan (7) mukainen matriisi.

$$D_{ce} = \begin{pmatrix} \Delta & 0 & \Delta & 0 \\ 0 & \Delta & 0 & \Delta \\ \Delta & 0 & \Delta & 0 \\ 0 & \Delta & 0 & \Delta \end{pmatrix} \quad (7)$$

Kaavan (7) mukainen matriisi on singulaarinen eli matriisilla ei ole olemassa käänteismatriisia (inverse matrix). Matriisilla on vain kaksi nollasta poikkeavaa ominaisarvoa (eigenvalue), 2Δ ja $2\Delta^*$. Näinollen kaavan (3) mukaisen ABBA-lohkokoodin diversiteettiaste on vain 2. Matala diversiteetti alkaa näkyä koodauksen suorituskyvyssä heikkeneväin bittivirhesuhteena bittienergian suhteen häiriötasoon ylittääessä 5 dB.

Keksinnön lyhyt selostus

Keksinnön tavoitteena on siten toteuttaa menetelmä ja menetelmän toteuttava laitteisto siten, että koodauksella saavutetaan täysi diversiteetti kahden tai useamman lähetysantennin tapauksessa. Tämä saavutetaan menetelmällä digitaalisten symbolien lähetämiseksi, jossa menetelmässä luetaan lähettimessä ainakin kaksi samaan lähetyslohkoon kuuluva symbolia. Menetelmässä muodostetaan lähetyslohkoon kuuluvista symbolista kanavasymboleita käsittävä lohkokoodi suorittamalla kullekin symbolille ainakin yksi seuraavista operaatioista: toistaminen, konjugointi, painokertoimella kertominen, kahden tai useaman symbolin yhteenlasku, ja että kerrotaan ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla ensimmäisellä painokertoimella ja ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla toisella painokertoimella, ja että ensimmäisen painokertoimen ja toisen painokertoimen jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$, ja lähetetään muodostetut kanavasymbolit kahden tai useaman lähetysantennireitin kautta.

Keksinnön kohteena on myös järjestely digitaalisten symbolien lähetämiseksi, käsittäen kooderin digitaalisten symbolien koodaamiseksi kanavasymboleiksi, ja kooderiin yhteydessä olevan yhden tai useaman lähetysantennin kanavasymbolien lähetämiseksi. Kooderi on sovitettu lukemaan ainakin kaksi samaan lähetyslohkoon kuuluva symbolia, ja muodostamaan koodauksen määrittelevän lohkokoodin avulla lähetyslohkoon kuuluvista symbolista kanavasymboleita suorittamalla kullekin symbolille ainakin yksi seuraavista operaatioista: toistaminen, konjugointi, painokertoimella kertominen, kahden tai useaman symbolin yhteenlasku, ja että kooderi on sovitettu kerromaan ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla en-

simmäisellä painokertoimella ja ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla toisella painokertoimella, joiden mainitun ensimmäisen painokertoimen ja mainitun toisen painokertoimen jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$, ja joka järjestely on sovitettu lähetämään muodostetut kana-

5 vasymbolit mainitun yhden tai useamman antennin avulla muodostetun kahden tai useamman lähetysantennireitin kautta.

Keksinnön edulliset suoritusmuodot ovat epäitsenäisten patenttivaatimusten kohteena.

10 Keksinnön kohteena on siis menetelmä ja laitteisto aika-avaruus (space-time) lohkokoodauksen tekemiseksi radiolähettimessä. Lohkokoodaukseen luetaan tietty määrä symboleita, jotka kodataan kanavasymboleiksi lähetettäväksi eri ajanhetkinä ja ainakin kahden lähetysantennin kautta. Keksinnön kannalta ei ole keskeistä, kuinka monen vastaanottoantennin kautta lähetyn vastaanotto tapahtuu. Keksinnöllinen ratkaisu perustuu siihen, että

15 lähetyslokhossa on ainakin kaksi symbolia, jotka kerrotaan nollasta poikkeavilla painokertoimilla siten, että kertoimien jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$.

20 Keksinnön mukainen koodimatriisi täyttää vaatimuksen maksimaalisesta symbolikohtaista diversiteetistä. Tällä tarkoitetaan sitä, että mikäli koodimatriisista poistettaisiin kaikki muut symbolit paitsi yksi symboli, on koodimatriisi kyseisen jäljellejäävän symbolin osalta unitaarinen (unitary). Edellämainittu ehto pätee kaikille koodimatriisin symboleille. Tällöin koodimatriisin C symbolikohtaiselle koodimatriisille C_k pätee yhtälö (8). Symbolikohtaisella koodimatriisilla C_k tarkoitetaan tässä koodimatriisia, josta on muut symbolit kuin z_k korvattu nollilla.

$$C_k^H C_k \approx |z_k|^2 I_N \quad (8)$$

30 Yhtälössä (8) C^H on matriisin C Hermiittiskonjugaatti (Hermite conjugate) eli kompleksikonjugaatin transpoosi, $|z|$ on z :n itseisarvo ja I_N on N-dimensioinen yksikkömatriisi (identity matrix). Jos $M=N$, yksinkertaisin tapa todeta symbolikohtainen unitarisuus on muodostaa symbolikohtainen matriisi C_k , jolloin täsmälleen yksi symboli kullakin vaaka- ja pystyrivillä on z_k tai sen kompleksi-konjugaatti muiden elementtien ollessa nolia.

35 Yleinen koodimatriisi, joka täyttää symbolikohtaisen täyden diversiteetin voidaan muodostaa seuraavasti. Jokaiselle symbolille z_k valitaan ko-

konaisluku n_k väliltä $1 \leq n_k \leq N$, jossa N on lähetysantennien lukumäärä. Muodostetaan $N \times N$ matriisi, jossa $n_k z_k$:ta ja $N - n_k z_k$:a ovat matriisin diagonaalilla. Jos viive M on suurempi kuin N , lisätään matriisiin $(M-N) \times N$ nollamatriisi. Kutsutaan saatua matriisia γ_k :ksi ja muodostetaan yleinen C_k yhtälön (9) mukaan.

5

$$C_k = U_k \gamma_k V_k \quad (9)$$

Yleinen koodimatriisi C , joka täyttää symbolikohtaisen täyden diversiteetin on kaavassa (10) esitettyä muotoa

10

$$C = \sum_{k=1}^K C_k = \sum_{k=1}^K U_k \gamma_k V_k \quad (10)$$

, jossa U_k on unitaarinen $M \times M$ matriisi ja V_k on unitaarinen $N \times N$ matriisi. Keksinnöllisessä ratkaisussa matriiseissa U_k , V_k on ainakin yksi elementti 15 joka ei kuulu arvojoukkoon $\{0, \pm 1, \pm j\}$.

Edullisesti eksinnön mukaiselta koodimatriisilta vaaditaan, että koodimatriisin Hermiittisen neliön avulla muodostettu epäortogonaalisuusmatriisi (non-orthogonality matrix) on jäljetön (traceless). Muussa tapauksessa joihinkin symboleihin koodatut bitit olisivat epähomogenisesti koodattuja - 20 saattaisi esimerikksi olla todennäköisempää tehdä ilmaisussa virhe jos lähetetään bitti 0 kuin jos lähetetään bitti 1. Edullisesti koodimatriisilta edellytetään myös symbolitason homogenisuutta, eli että kaikki symbolit ovat koodimatriisissa keskenään samanarvoisessa asemassa.

Keksinnön eräässä edullisessa suoritusmuodossa lohkokoodin 25 kaikki symbolit on muodostettu samalla modulointipisteistöllä mutta ainakin yhden symbolin osalta modulointipisteistö on vaihekierretty suhteessa lohkon muihin symboleihin. Esimeriksi QPSK-symboleilla yhtälön (3) muotoisissa koodeissa vaihekerto on edullisesti 25 asteen ja 65 asteen välillä. Keksinnön toisessa edullisessa suoritusmuodoissa kaksi tai useampia symboleita lasketaan yhteen lohkokoodausmatriisin kanavasymbolia muodostettaessa. Eräässä edullisessa suoritusmuodossa yksi symboli kerrotaan painokertoimella ja lasketaan tämän jälkeen yhden tai useaman lohkon muun symbolin kanssa kanavasymbolin muodostamiseksi.

Edullisesti ainakin kaksi lähetyslohkoon kuuluvaa symbolia on koodattu keskenään ortogonaalisesti, vaikkakin kokonaisuutena eksinnön mu-

kainen lohkokoodi on epäortogonaalinen. Esimerkiksi neljän symbolin lohkon tapauksessa, eräs edullinen suoritusmuoto on esimerkiksi epäortogonaalinen 2+2 matriisi, jossa kaksi symbolia on koodattu keskenään ortogonaalisesti ja vastaavasti jäljelle jäävät toiset kaksi symbolia ovat keskenään ortogonaali-
5 sesti koodatut. Toinen edullinen suoritusmuoto on 3+1 muotoa oleva lohkokoodi, jossa kolme symbolia on keskenään ortogonaalisesti koodatut. Keksintö ei rajoittunut siihen, onko lohkomatriisi tehotasapainotettu vai ei.

Keksinnöllä saavutetaan merkittäviä etuja. Koodimatriisin koodaus-
suhde saadaan korkeammaksi kuin ortogonaalisuuden sallima koodaussuhde,
10 ja painottamalla yhtä tai useampaa symbolia kompleksisella painokertoimella keksinnön avulla voidaan esittää koodimatriisi, jolla saavutetaan täysi diversiteetti. Keksinnön mukaisella ratkaisulla saavutetaan merkittäviä etuja bittivirhe-suhteen tasossa (BER, bit error rate) tunnetun tekniikan mukaiseen ratkaisuun verrattuna, erityisesti korkeilla signaali-kohinasuhteén (SNR, Signal to
15 Noise Ratio) tasoilla.

Kuvioiden lyhyt selostus

Keksintöä selostetaan nyt lähemmin edullisten suoritusmuotojen yhteydessä, viitaten oheisiin piirroksiin, joissa

kuvio 1 esittää esimerkkiä keksinnön erään toteutusmuodon mukai-
20 sesta järjestelmästä,

kuvio 2 esittää toista esimerkkiä keksinnön erään toteutusmuodon mukaisesta järjestelmästä,

kuvio 3 havainnollistaa esimerkkiä keksinnön erään toteutusmuo-
don mukaisesta järjestelystä.

kuvio 4A havainnollistaa edullisia modulaation vaihetekijöitä eri determinaattikriteerien avulla,

kuvio 4B havainnollistaa symbolivirheiden neliötä kahdella eri mo-
dulaation vaihetekijällä,

kuvio 5 kuvaaa keksinnön erällä edullisilla suoritusmuodoilla saavu-
30 tettavia bittivirhetasoja signaalihäiriösuhteen funktiona .

Edullisten suoritusmuotojen kuvaus

Keksintöä voidaan käyttää radiojärjestelmissä, joissa on mahdollista lähetä ainakin osa signaalista käyttäen kahta tai useampaa lähetysantennia tai kahden tai useaman lähetysantennin avulla aikaansaatuja kahta tai use-
35 ampaa keilaa. Siirtokanava voi olla muodostettu esimerkiksi käyttäen aikaja-

koista, taajuusjakoista tai koodijakoista symbolimultipleksausta tai monikäytömenetelmää. Myös eri monikäyttömenetelmien yhdistelmiä käyttävät järjestelmät ovat keksinnön mukaisia järjestelmiä. Esimerkeissä kuvataan keksinnön käyttöä suorasekvenssiteknikalla toteutettua laajakaistaista koodijakoista monikäyttömenetelmää käyttävässä UMTS-järjestelmässä (Universal Mobile Telephony System), keksintöä siihen kuitenkaan rajoittamatta.

Viitaten kuvioon 1 selostetaan esimerkinomaisesti matkapuhelinjärjestelmän rakennetta. Matkapuhelinjärjestelmän pääosat ovat ydinverkko (core network) CN, matkapuhelinjärjestelmän maapäällinen radioliittymäverkko (UMTS terrestrial radio access network) UTRAN ja tilaajapäätelaite (user equipment) UE. CN:n ja UTRAN:in välinen rajapinta on nimeltään lu, ja UTRAN:in ja UE:n välinen ilmarajapinta on nimeltään Uu. UTRAN muodostuu radioverkkoalijärjestelmistä (radio network subsystem) RNS. RNS:ien välinen rajapinta on nimeltään lur. RNS muodostuu radioverkkokontrollerista (radio network controller) RNC ja yhdestä tai useammasta B-solmesta (node B). RNC:n ja B:n välinen rajapinta on nimeltään lub. B-solmun kuuluvuusaluetta eli solua merkitään kuviossa C:llä.

Kuviossa 1 esitetty kuvaus on melko yleisellä tasolla, joten sitä selvitetään kuviossa 2 esitettyllä tarkemmassa esimerkillä solukkoradiojärjestelmästä. Kuvio 2 sisältää vain oleellisimmat lohkot, mutta alan ammattimiehelle on selvää, että tavanomaiseen solukkoradioverkkoon sisältyy lisäksi muitakin toimintoja ja rakenteita, joiden tarkempi selittäminen ei tässä ole tarpeen. Huomattakoon myös, että kuviossa 2 on esitetty vain eräs esimerkkirakenne. Keksinnön mukaisissa järjestelmissä saattavat yksityiskohdat poiketa kuviossa 2 esitetyistä, mutta keksinnön kannalta näillä eroilla ei ole merkitystä. Solukkoradioverkko käsittää siis tyypillisesti kiinteän verkon infrastruktuurin eli verkko-osan 200, ja tilaajapäätelaitteita 202, jotka voivat olla kiinteästi sijoitettuja, ajo-neuvoon sijoitettuja tai kannettavia mukanapidettäviä päätelaitteita. Verkko-osassa 200 on tukiasemia 204. Tukiasema 204 vastaa edellisen kuvion B-solmua. Useita tukiasemia 204 keskitetysti puolestaan ohjaa niihin yhteydessä oleva radioverkkokontrolleri 206. Tukiasemassa 204 on lähetinvastaanottimia 408 ja multiplekseriysikkö 212.

Tukiasemassa 204 on edelleen ohjausyksikkö 210, joka ohjaa lähetinvastaanottimien 208 ja multiplekserin 212 toimintaa. Multiplekserillä 212 sijoitetaan useiden lähetinvastaanottimen 208 käyttämät liikenne- ja ohjauskannat yhdelle siirtoyhteydelle 214. Siirtoyhteys 214 muodostaa rajapinnan lub.

Tukiaseman 204 lähetinvastaanottimista 208 on yhteys antenniyksikköön 218, jolla toteutetaan kaksisuuntainen radioyhteyks 216 tilaajapäätelaitteeseen 202. Kaksisuuntaisessa radioyhteydessä 216 siirrettävien kehysten rakenne on järjestelmäkohtaisesti määritelty, ja sitä kutsutaan ilmarajapinnaksi Uu.

5 Radioverkkokontrolleri 206 käsitteää ryhmäkytkentäkentän 220 ja ohjausyksikön 222. Ryhmäkytkentäkenttää 220 käytetään puheen ja datan kytkennäksi sekä yhdistämään signalointipiirejä. Tukiaseman 204 ja radioverkkokontrollerin 206 muodostamaan radioverkkoalijärjestelmään 224 kuuluu lisäksi transkooderi 226. Transkooderi 226 sijaitsee yleensä mahdollisimman lähellä matkapuhelinkeskusta 228, koska puhe voidaan tällöin siirtokapasiteettia säästääsi siirtää solukkoradioverkon muodossa transkooderin 226 ja radioverkkokontrollerin 206 välillä. Transkooderi 226 muuntaa yleisen puhelinverkon ja radiopuhelinverkon välillä käytettäväät erilaiset puheen digitaaliset koodausmuodot toisiin sopiviksi, esimerkiksi kiinteän verkon muodosta solukkoria 15 ulkopuoliiseen maailmaan, tässä yleiseen puhelinverkkoon 232.

10 20 Kuviossa 3 havainnollistetaan esimerkkiä keksinnön erään toteutusmuodon mukaisesta järjestelystä. Kuviossa kuvataan tilannetta, jossa kanavakoodatut symbolit lähetetään kolmen antennin 314-318 kautta eri aikaväleissä. Kuviossa on ensiksikin esitetty lähetin 300, joka on yhteydessä vastaanottimeen 302 radioyhteyden 320 välityksellä. Lähetin 300 käsitteää modulaattorin 304, johon luetaan sisääntulona lähetettävä signaali 306, joka keksinnön edullisen toteutusmuodon mukaisessa ratkaisussa koostuu biteistä. Keksinnön kannalta ei ole merkityksellistä, mitä nämä bitit ovat, ne voivat tulla lädekoodaajasta esimerkiksi kanavakoodaajan ja/tai bittilomittelijan kautta. Modulaattorissa 304 bitit moduloidaan symboleiksi. Lähetettävät symbolit on ryhmitelty annetun mittaisiin lähetyslokhoihin, esimerkiksi neljän symbolin mittaisiin. Koodeksi 308 suorittaa symboleille keksinnön mukaisen menetelmän mukaisia operaatioita, kuten esimerkiksi toistamista, konjugointia, nollaamista, negaation muodostamista, painokertoimella kertomista ja symbolien yhteenlaskua. Kanavasymbolien muodostuksessa koodeksi 308 käyttää lohkokoodia, 15 25 30 35 joka määrittelee modulaattorista 304 luettujen symbolien ja radiokanalalle lähetettävien kanavasymbolien välisen yhteyden. Lohkokoodiin kuuluu N*M ka-

navasymbolia, missä N ja M ovat positiivisia kokonaislukuja, N tarkoittaa lähetysantennireittien lukumäärää, ja M lohkokoodin viivettä. Keksinnöllisen ratkaisun mukaisesti kerrotaan ainakin kaksi symbolia nollasta poikkeavilla painokertoimilla siten, että kyseisten painokertoimien jakosuhde ei kuulu arvojoukkoon ± 1 , $\pm j$. Eräässä edullisessa suoritusmuodossa painokertoimella kerrottu symboli lasketaan yhteen ainakin yhden muun symbolin kanssa kanava-symbolin muodostamiseksi, joista muista symbolleista nolla tai useampi symbolia on kerrottu painokertoimella ensimmäisen symbolin tapaan.

Kooderi 308 on yhteydessä lähetysantenneihin 314-318 radiotaajuusosien 312 välityksellä. Esimerkiksi kuvion 3 tapauksessa kanavasymbolit 310 viedään radiotaajuusosien 312 kautta lähetettäväksi kolmella antennilla 314-318. Kaksi tai useampi lähetysantennireittiä voidaan aikaansaada kahden tai useaman antennin avulla tai myös kahden tai useaman antennikeilan avulla, jotka puolestaan on aikaasaatu käyttäen vähintään kahta antennia ja sopivaa vaiheistusta tai kompleksista painotusta. Keksintö ei ole rajoittunut siihen, millaisia tiedonsiirtoresursseja käytetään kanavasymbolit lähetetään radio-yhteydellä, vaan tiedonsiirtoresurssit voivat muodostua useista aikaväleistä, eri hajotuskoodeista tai eri taajuuksista.

Keksintöä selostetaan seuraavaksi N:lle antennille suunnitellun epäortogonaalisen lohkokoodin avulla, joka lähetää M:ssä symbolijaksossa K symbolia, missä K on enemmän kuin M kertaa yhtälön (2) sallima maksimaalinen ortogonaalinen koodaussuhde. Koodimatriisilta vaaditaan symbolikohtainen täysi diversiteetti, jota on kuvattu yhtälöillä (8)-(9). Tämä tarkoittaa sitä, että koodi antaa täyden N-kertaisen diversiteettisuojan yhdessä symbolissa tehtäviä bittivirheitä vastaan, mitä voidaan pitää perusedellytyksenä sille, että koodi antaa edes likipitään täyden diversiteettisuojan.

Koodaus- ja modulointimenetelmät voidaan katsoa pisteen valinnaksi jossain pisteavaruudessa. Riippuen käytettävästä menetelmästä ja kanavista, aina on olemassa aakkoston geometrian määrittelevä metriikka. Toiset aakkoston pisteet ovat lähempänä toisiaan kuin toiset. Suorituskyky riippuu merkittävästi lähimpien naapuripisteiden välisistä etäisyyksistä. Optimaalisesti pisteet ovat samanarvoisessa asemassa, jolloin etäisyyden lähimpään naapureihin ei tulisi riippua valituista pisteistä. Tätä kutsutaan homogenisuusperiaatteeksi. Homogenisuusperiaatteesta seuraa että lohkokoodilta voidaan edellyttää jäljetöntä epäortogonaalisuutta. Edellä kuvatun yhden symbolin di-

versiteettivaatimuksen täyttävän lohkokoodin Hermiittinen neliö voidaan ku-
vata yhtälöllä (11).

$$C^H C = \sum_{k=1}^K |z_k|^2 I + X \quad (11)$$

5 , jossa

$$X = \sum_{i < k} C_i^H C_k + C_k^H C_i \quad (12)$$

Edulliselta koodimatriisilta vaaditaan nyt, että yhtälössä (12) kuvattu
10 epäortogonaalisuusmatriisi X on jäljetön (13).

$$\text{Tr } X = 0. \quad (13)$$

Edelläkuvattua voidaan perustella seuraavasti. Matriisin X muo-
15 dosta on selvää, että kyseessä on Hermiittinen matriisi, jolloin sen diagonaalinelementit ovat reaalisia. Koska X on bilineaarinen kombinaatio matriiseista C_k ,
jotka ovat lineaarisia symboleiden z_k suhtein, reaalisten X :n diagonaaliarvojen
täytyy olla joitain reaalisia lineaarikombinaatioita seuraavista: $\text{Re}[z_k z_l]$,
 $\text{Re}[z_k z_l^*]$, $\text{Im}[z_k z_l]$, $\text{Im}[z_k z_l^*]$.

20 Lohkokoodien suorituskyky riippuu merkittävästi neliöidyn koodisanojen erotusmatriisin (5) ominaisuuksista. Matriisin H_{ce} jälki on symbolipisteis-
töjen C_e ja C_c välinen Euklidinen etäisyys. Lineaarisesti koodatulle koodille
koodisanojen erotusmatriisit (6) noudattavat koodimatriisien itsensä täyttämät
yhtälöt (11,12), jossa symbolit z_k on korvattu symbolierotuksilla

25

$$\Delta_k = z_k^{(c)} - z_k^{(e)}. \quad (14)$$

Tässä $z_k^{(c)}$ tarkoittaa lähetettyjä symboleja ja $z_k^{(e)}$ mahdollisesti vir-
heellisesti vastaanotettuja symboleja. Näin koodisanojen erotusmatriisi nou-
dattaa muotoa (14), jolloin neliöity matriisi H_{ce} on muotoa (15).

$$H_{ce} = \sum_{k=1}^K |\Delta_k|^2 I + X(\Delta_k) \quad (15)$$

Matriisin H_{ce} jäljellä on kaksi osaa, $N \sum_{k=1}^K |\Delta_k|^2$ ensimmäisestä termistä ja $\text{Tr}(X(\Delta_k))$. Jälkimmäinen on lineaarikombinaatio seuraavista: $\text{Re}[\Delta_k \Delta_l]$, $\text{Re}[\Delta_k \Delta_l^*]$, $\text{Im}[\Delta_k \Delta_l]$, $\text{Im}[\Delta_k \Delta_l^*]$. Nyt jos X :llä on ei-häviävä jälki, tarkoittaa se sitä, että Euklidinen etäisyys pisteistöjen välillä riippuu symbolleista. Näinollen 5 modulaatiopisteet eivät ole homogeenisesti sijoitetut koodiavarusteeseen, joten koodi ei selvästikään ole homogeeninen. Lohkokoodi ei silloin selvästikään voi olla optimaalinen. On siis edullista vaatia, että X on jäljetön.

Keskitytään nyt kuvaamaan edullisia toteutusmuotoja kun $N=4$, $M=4$ ja $K=4$, eli koodaussuhde on 1. Kyseisessä edullisessa toteutusmuodossa 10 vaaditaan symbolitason homogenisuutta, eli että kaikki symbolit ovat koodimatriisissa keskenään samanarvoisessa asemassa. Edelleen, edullisessa toteutusmuodossa koodimatriisilla on myös maksimaalinen jäännösortogonaalius. Näiden vaatimusten mukaisessa neljän antennin 2+2 toteutusmuodossa kaksoi symbolia z_1 ja z_2 on koodattu keskenään pareittain ortogonaalisesti ja 15 jäljellejäävät kaksoi symbolia z_3 ja z_4 vastaavasti pareittain ortogonaalisesti keskenään. Modulointimenetelmäksi otetaan esimerkiksi QPSK. Keksinnöllisissä toteutusmuodoissa matriisit U ja V on valittu siten että koodilla on täysi diversiteetti, toisin kuin tunnetun tekniikan mukaisessa 2+2 koodissa joka on yhtälön (3) mukainen.

20 Yhtälön (10) mukaiset koodimatriisit ovat tässä edullisessa toteutusmuodossa yhtälön (16) mukaisia,

$$C = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} + U \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix} V \quad (16)$$

25 , jossa A ja B ovat Alamoutin matriisin muotoa olevia ortogonaalisia 2×2 matriiseja. 0 on 2×2 nollamatriisi ja U ja V ovat unitaarisia 4×4 matriiseja, kuitenkin siten, että ainakin yksi U :n tai V :n käsittämä matriisielementti on erisuuri kuin 0 , ± 1 ja $\pm j$. Keskitytään esimerkinomaisesti tapaukseen, jossa matriisi V on 4×4 yksikkömatriisi.

30 Edullisessa suoritusmuodossa jäljetön epäortogonaalius voidaan saavuttaa esimerkiksi asettamalla

$$U = \begin{bmatrix} qW & pW \\ pW & -qW \end{bmatrix} \quad (17)$$

, jossa W on unitaarin 2x2 matriisi, jonka determinantti on 1 ja edelleen q ja p ovat reaalilukuja, jotka täyttävät ehdon

$$q^2 + p^2 = 1. \quad (18)$$

5

Koodit eri q :n arvoilla ovat täysin vastaavia keskenään ja koodeilla on samat koodisanojen neliöidyn erotusmatriisin ominaisarvot. Suorituskyvyn optimoimiseksi riittää tarkastella edellämainittujen kertoimien yhtä esimerkkiä asettamalla $q=0$, jolloin koodi saa muodon

10

$$C = \begin{bmatrix} A & WB \\ WB & A \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Matriisin (19) muodosta voidaan muodostaa sekä tehotasapainottettu, että tehoepätasapainoinen lohkokoodi. Tehotasapainoisella koodilla taroitetaan tässä sitä, että kukin antenni lähetää vakioteholla kaikkina ajanhetkinä, jos käytetään vakiotehoista modulaatiota kuten QPSK, kun taas tehoepätasapainoisessa koodissa lähetysteho ei ole vakio kaikkina ajanhetkinä. Tehotasapainoisessa lohkokoodissa edellytetään W :n olevan diagonaalimatriisi, esimerkiksi

20

$$W = \begin{bmatrix} \ell^{j\phi} & 0 \\ 0 & \ell^{j\phi} \end{bmatrix} \quad (20)$$

jossa ϕ valitaan sopivasti siten, että suorituskyky optimoituu. W on edellä unitaarin ja sen determinantti on 1. Tällöin koodimatriisi on yhtälön (3) muotoa, paitsi että symbolit z_3 ja z_4 on kerrottu vaihekertoimella $\ell^{j\phi}$. Jokainen $\phi \neq 0$ tekee koodista keksinnön mukaisen, epäsingulaarisen täyden diversiteetin koodin. Toinen tapa tulkita nämä keksinnölliset ratkaisut on ajatella, että valitaan yhtälön (3) mukaisessa koodissa symbolien z_1 ja z_2 modulointipisteet joukosta $\{\pm 1, \pm j\}$, kun taas symbolit z_3 ja z_4 valitaan vaihekierretystä pisteistöstä $\ell^{j\phi}\{1, j, -1, -j\}$, missä jokainen $\phi \neq 0$ tekee koodista keksinnön mukaisen, epäsingulaarisen täyden diversiteetin koodin. Osittain tehoepätasapainoisessa lohkokoodissa matriisi W voidaan valita olevaksi yleinen unitaarin 2x2 matriisi, jonka determinantti on 1. Nämä ovat muotoa

$$W = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ -\beta & \alpha \end{bmatrix}, \quad (21)$$

jossa α ja β kuuluvat kompleksilukujen joukkoon ja niiden itseisarvojen neliöiden summa on 1. Yhdistämällä edellä kuvattu W kaavoissa (19)

5 esitettyyn Alamoutin lohkoon B

$$B = \begin{bmatrix} z_3 & z_4 \\ -z_4 & z_3 \end{bmatrix}, \quad (22)$$

koodimatriisi voidaan esittää pseudosymbolien avulla

10

$$\begin{aligned} \tilde{z}_3 &= e^{j\phi}(\alpha z_3 - \beta z_4^*) \\ \tilde{z}_4 &= e^{j\phi}(\alpha z_4 - \beta z_3^*) \end{aligned} \quad (23)$$

Tällöin koodimatriisi voidaan esittää muodossa

15

$$C = \begin{bmatrix} A & \tilde{B} \\ \tilde{B} & A \end{bmatrix}, \quad (24)$$

, jossa

20

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} \tilde{z}_3 & \tilde{z}_4 \\ -\tilde{z}_4^* & \tilde{z}_3^* \end{bmatrix}, \quad (25)$$

Keksinnön mukaisissa koodimatriiseissa joko α tai β tai kumpikin on erisuuri kuin 0, ± 1 ja $\pm j$. Tehoepätasapainoisissa toteutusmuodoissa sekä α että β ovat nollasta poikkeavia. Epäortogonaalisuusmatriisi on nyt

25

$$X = 2\operatorname{Re}[z_1\tilde{z}_3 + z_2\tilde{z}_4] \begin{bmatrix} 0 & I_2 \\ I_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

, jossa I_2 on 2x2 yksikkömatriisi, ja se on selvästi jäljetön.

30

Suurella signaalikohinasuhteella yhtälön (5) mukaisten koodimatriisien erotusmatriisien neliöiden H_{ce} ominaisarvot määrittelevät yksikäsiteisesti

koodin suorituskyvyn. Tärkein erotusmatriisien H_{ce} ominaisuus on käännyvyys, eli että kaikki ominaisarvot ovat nollasta poikkeavia. Tällöin koodi saavuttaa täyden diversiteetin. Tämä kriteeri on avaruus-aika koodien ns. astekriteeri (rank criterion), nimittäin että kaikilla koodimatriisipareilla C_c ja C_e erotusmatriisin neliö H_{ce} on maksimaalista astetta. Tämän keksinnön mukaiset edulliset toteutusmuodot, esimerkiksi yhtälön (16) mukaiset, joissa U ja V ovat keksinnön mukaisia, toteuttavat astekriteerin; mikään koodisanojen erotusmatriisin neliö H_{ce} ei ole singulaarinen, ja koodit antavat täyden diversiteetin.

Kun matriisien H_{ce} asteet on maksimoitu, voidaan seuraavaksi maksimoida niiden ominaisarvojen jakauma siten että koodin suorituskyky on mahdollisimman hyvä. Suurilla signaalikohinasuhteilla tämä saadaan aikaan maksimoimalla matriisien H_{ce} determinantit. Avaruus-aikakoodien ns. determinantikriteerin mukaan pitää maksimoida pienin mahdollinen H_{ce} :n determinantti, kun otetaan huomioon kaikki koodimatriisiparit C_c ja C_e . Tämä on ns. MAX MIN DET kriteeri. Keksinnön edullisissa toteutusmuodoissa voidaan nyt esimerkiksi kulma ϕ yhtälössä (20), tai tehotasapainottomissa toteutusmuodoissa kompleksiluvut α ja β yhtälössä (21) valita MAX MIN DET kriteerin mukaisiksi.

Jos toimitaan pienemmällä signaalikohinasuhteella, determinantikriteerin sijaan voidaan minimoida esimerkiksi bittivirhesuhde annetun muotoisilla koodimatriiseilla.

Neljän antennin lohkokoodin erotusmatriisin neliön H_{ce} ominaisarvot ja siten myös H_{ce} :n determinantti ja bittivirhesuhde voidaan laskea tarkasti. Ominaisarvot voidaan laskea H_{ce} :n ensimmäisen, toisen, kolmannen ja neljännen potenssin jäljistä. Yhtälön (16) mukaisten edullisten toteutusmuotojen mukaisille koodimatriiseille näin saatavat invariantit t_1-t_4 on esitetty yhtälöissä (27). Näistä muodostettu yhtälön (5) mukaisen matriisin H_{ce} ominaisarvot on esitetty yhtälöissä (28) ja determinantti on esitetty yhtälöllä (29).

$$30 \quad t_1 = \sum |\Delta_i|^2 \quad (27)$$

$$t_2 = 8(\operatorname{Re}[\Delta_1\Delta_3^* + \Delta_2\Delta_4^*])^2 \quad (27')$$

$$t_3 = 0 \quad (27'')$$

$$t_4 = \frac{1}{4} t_2^2 \quad (27''')$$

$$e_1 = e_2 = t_1 + \sqrt{\frac{t_2}{2}} \quad (28)$$

$$e_3 = e_4 = t_1 - \sqrt{\frac{t_2}{2}} \quad (28')$$

$$\det[H] = \left(t_1^2 - \frac{t_2}{2}\right)^2 \quad (29)$$

5 Edellisissä $\Delta_i = z_i^e - z_i^c$ ovat symbolien erotuksia. Yhtälön (22) mu-
kaisessa tehoepätasapainoisessa tapauksessa Δ_3 ja Δ_4 on tulkitava pseu-
dosymbolien \tilde{z}_3 ja \tilde{z}_4 erotuksiksi. Yhtälöstä (29) käy selville, että symboliero-
tusparien Δ_1 , Δ_3 ja Δ_2 , Δ_4 determinantit voi maksimoida erikseen. Jos $\Delta_2 = \Delta_4 = 0$,
saadaan

10

$$\det[H] = \left|\Delta_1^2 - \Delta_3^2\right|^4. \quad (30)$$

Astekriteerin (rank criterion) mukaan valitaan modulointipisteistöt
siten, että determinantti ei ole koskaan nolla. Determinantti on nolla vain jos
15 $\Delta_1 = \Delta_3$.

Täten on selvää, että modulointipisteistöt symboleille z_1 ja z_3 vali-
taan siten että niissä ei ole päällekkäisyksiä. Tämä saadaan aikaan esimer-
kiksi valitsemalla pisteistöt eri vaihetekijällä ϕ , kuten yhtälöissä (19,20) kuva-
tuissa edullisissa toteutusmuodoissa. Esimerkinomaisesti esitetävässä QPSK-
20 modulaation tapauksessa tulokset eri optimoinneista on nähtävissä kuvioista
4A ja 4B. Kuviossa 4A graafisessa esityksessä 400 esitetään MAX MIN DET -
menetelmällä etsitty optimaalinen vaihekerto ϕ . QPSK:n MIN-DET osoittaa,
että determinantti eräille kahden symbolin kahden bitin ja neljän bitin virheille
häviää, kun $\phi = 0, \pi/2$. Näille arvoille ABBA-koodin diversiteetti on vain 2. Kuvi-
oissa 4A ja 4B esitettyt optimaaliset vaihetekijät ovat kaukana näistä singula-
riarvoista. Olennaista esillä olevan edullisen suoritusmuodon kannalta siis on,
että yhden symbolin modulointiaakkosto on vaihekierretty pois esitetyistä sin-
gulaaripisteistä. MAX MIN DET -kriteeri saa optimiarvonsa vaihetekijällä

30

$$\phi = \frac{1}{2} \arccos[(2\sqrt{11} - 3)/10] \approx 0.191\pi \approx 34^\circ \quad (31)$$

Yhtälössä (31) esitetyllä vaihetekijällä ϕ , minimietäisyys pisteiden välillä neliöidyssä symbolierotusaakkostossa symboleille z_1 ja z_3 on maksimissaan kuvion 4B esityksen 410 mukaisesti. Esityksessä 412 käytetty vaihetekijä $\phi \approx \pi/4$. Viitaten vielä kuvioon 4A determinantteja on tarkasteltu graafisessa

- 5 esityksessä 402 esitettyjen kahden ja kolmen bitin virheiden ohella myös virhetapahtumien suhteellisen lukumäärän avulla graafisen esityksen 404 mukaisesti. Taustalla on ajatus, että mitä useampi kombinaatio voi johtaa tiettyyn ominaisarvojen joukkoon, sitä todennäköisempiä kyseisestä tapauksesta aiheutuvat bittivirheet ovat. Lisäksi voidaan ottaa huomioon se, että eri virhetautumissa aiheutuu eri määrä bittivirheitä. Näin olleen determinantin antama suojaus on jaettava bittivirheiden lukumäärällä ja virhetapausten suhteellisella lukumäärällä. Tämän kriteerin maksimi, MAX MIN DET/ERRS/FREQ saadaan vaihetekijällä $\phi \approx \pi/5$. Edellä kuvatut on esitetty vain esimerkinomaisina, ja myös muita kriteerejä optimaalisen vaihetekijän etsimiseksi voidaan käyttää.
- 10 Esimerkiksi union bound -kriteerillä, jossa minimoidaan eri virhetapauksista aiheutuvien bittivirheiden lukumäärän union bound -raja, saadaan $\phi \approx 0.183\pi$. MAX MIN DET kriteeriä lukuun ottamatta muissa kriteereissä vastaanottoantennien lukumäärä saattaa vaikuttaa optimiin. Jos vastaanottoantenneja on esimerkiksi L kpl, olisi esimerkiksi MAX MIN DET/ERRS/FREQ kriteerissä
- 15 20 maksimoitava determinantin L:s potenssi jaettuna bittivirheiden lukumäärällä ja virhetapahtuman suhteellisella lukumäärällä. Tässä on esitetty optimikertokulmat yhdelle vastaanottoantennille. Kaikilla kriteereillä optimikertokulma on lähellä arvoa $\phi \approx 0.2\pi \approx 36^\circ$. Kuvan 4 B mukaisesti koodin suorituskyky riippuu vain heikosti vaihekulman ϕ arvosta optimiarvojen ympäillä; ϕ voi vaihdella
- 25 30 välillä $25^\circ - 65^\circ$ ilman että koodin suorituskyky muuttuu paljonkaan. Eräässä suositussa toteutusmuodossa valitaan sitten $\phi = 45^\circ$, mikä tekee laitteiston teknisen toteuttamisen helpommaksi. Tässä tapauksessa voidaan ajatella, että kaikki symbolit on otettu 8-PSK modulaatiopisteistöstä, siten että symbolit z_1 ja z_2 on otettu yhdestä 8-PSK:n QPSK alipisteistöstä, ja symbolit z_3 ja z_4 on otettu tämän alipisteiston komplementista.

Toinen tapa varmistaa, että determinantti (29) ei koskaan häviä, on valita tehoepätasapainoinen toteutusmuoto (19, 21). Jos sekä α että β ovat nollasta poikkeavia, symboleissa z_1 ja yhtälön (23) pseudosymboleissa \tilde{z}_3 tehtävä mahdolliset virheet eivät koskaan voi olla samat. Kompleksimuuttujat

- 35 α ja β W:ssä voidaan esittää kolmen Eulerin kulman avulla.

$$\begin{aligned}\alpha &= e^{i(\phi+\varphi)} \cos \theta \\ \beta &= e^{i(\phi-\varphi)} \sin \theta.\end{aligned}\quad (32)$$

Bittivirhesuhteen union bound -raja minimoituu valitsemalla

5

$$\begin{aligned}\phi &= \pi / 8 \\ \varphi &= \pi / 8 \\ \theta &= \pi / 5.\end{aligned}\quad (33)$$

10 On olemassa eräitä muitakin kulmia, jotka antavat saman suorituskyvyn, mutta niiden luetteleminen ei tässä ole olennaista.

On selvää, että esitetty menetelmä ei ole rajoittunut QPSK modulaatiomenetelmään. Esimerkiksi 16QAM modulaatiomenetelmälle laskettu MAX MIN DET saavutetaan vaihetekijällä $\phi \approx 0.172\pi$. Toinen 16QAM modulaatiomenetelmälle edullinen vaihekerto on $\phi \approx \pi/4 \approx 45^\circ$ ympäristössä, joka jälleen on teknisesti helpompi toteuttaa kuin optimaalinen $\phi \approx 0.172\pi$.

20 Edellä kuvattiin yhden symbolin vaihekerto 2+2 muotoisen ABBA-koodin tapauksessa. Yhtälössä (34) on kuvattu muotoa 3+1 oleva epäortogonaalinen lohkokoodi, jossa symbolit z_1 , z_2 ja z_3 on koodattu keskenään ortogonaalisesti mutta symbolia z_4 ei ole koodattu ortogonaalisesti minkään näistä kanssa.

$$(z_1, z_2, z_3, z_4) \rightarrow \left(\begin{array}{cccc} z_1 & z_2 & z_3 & z_4 \\ -z_2^* & z_1^* & z_4 & -z_3 \\ -z_3^* & -z_4^* & z_1 & z_2 \\ -z_4^* & z_3^* & -z_2^* & z_1^* \end{array} \right) \quad (34)$$

25 Kaavassa (34) esiintyvä koodi ei siis ole symbolitasolla homogeeninen. Edullisesti koodimatriisissa (34) symbolien z_1 , z_2 ja z_3 modulointipisteet kuuluvat arvojoukkoon $\{+/-1, +/-j\}$. Symbolin z_4 optimaaliset modulaatiopisteet riippuvat tavoitellusta SNR:stä, kun bittivirhesuhdetta minimoidaan. Minimoimalla bittivirheen union bound -raaja on todettu että optimaalinen vaihesiirtymä symbolille z_4 ja $+/-29$ astetta keskimääräisellä signaalihäiriösuhdeella 10dB. Käytännössä symbolin z_4 aakkoston vaihesiirtymä voidaan valita vapaasti 25 asteen ja 65 asteen väliltä ilman merkittävää vaikutusta suorituskykyyn.

Simulaatioissa saatujen tulosten perusteella optimoitua 2+2 epäortogonaalinen koodi on aina parempi bittivirheen minimoinnin suhteen kuin kaavassa (3) esitetty tunnettu ABBA-koodi. Kuviossa 5 on esitetty esimerkinomaisesti yksi simulaatiotulos, jossa ABBA-koodia 502, optimoitua tehotasa-5 painotettua 504, ja optimoitua tehoepätasapainotonta 506 koodia on verrattu keskenään. Kuviossa pystyakselin bittivirhesuhde on esitetty vaaka-akselin signaalihäiriösuhteen funktiona. Kuten kuviosta nähdään, paras tulos saavutetaan tehoepätasapainoisella koodilla, mutta myös tehotasapainotettu keksinnön mukainen koodi tuottaa merkittävästi paremmat tulokset kuin ABBA-10 koodi, varsinkin suurilla signaalihäiriötasoilla. Optimoitu symbolitasolla epähomogeninen 3+1 epäortogonaalinen koodi on parempi kuin mainittu ABBA-koodi signaalihäiriösuhteilla >6,5 dB.

Tarkastellaan vielä kuviossa 3 esitettyä vastaanotinta. Keksinnön mukaisella lähettimellä lähetetään siis signaali 320 kahta tai useampaa antennia, kuviossa kolmea antennia 314-318 käyttäen. Signaali 320 vastaanotetaan vastaanottimessa 302 antennilla 322 ja viedään radiotaajuusosille 324. Vastaanottimen antennien lukumäärällä ei tässä keksinnön kannalta ole merkitystä. Radiotaajuusosissa 324 signaali 320 muunnetaan väli- tai kantataajuelle. Muunnettua signaali viedään kanavaestimaattorille 326, jossa muodostetaan estimaatit kanavalle, jonka läpi signaali on kulkenut. Estimaatit voidaan muodostaa esimerkiksi signaalin sisältämien ennalta tunnettujen bittien avulla, kuten pilottisignaalin tai opetusjakson avulla. Signaali viedään radiotaajuusosilta dekooderipankille 328, joka käsittää joukon dekooderiyksikköjä, jotka purkavat lähetyspäässä kooderissa 308 suoritetun koodauksen. Koska radioteitse välitetty signaali on usein edennyt useampaa kuin yhtä reittiä lähettimen ja vastaanottimen välillä, käsittää vastaanotettu signaali useita monitiekomponentteja. Kukin dekooderiyksikkö käsittelee yhtä vastaanotettua signaalikomponenttia. Dekooderiyksiköissä vastaanotetaan eri aikavaleissä, taajuksilla tai hajotuskoodeilla lähetetyt symbolit, tyypillisesti varastoidaan ne tilapäisesti 30 puskurimuistiin ja muodostetaan kanavaestimaattien avulla estimaatit alkuperäisiksi lohkon symboleiksi. Dekooderiyksiköistä dekoodatut symbolit viedään yhdistelijälle 330, jossa eri polkujen signaalit yhdistetään. Yhdistelijä voidaan toteuttaa esimerkiksi rake-teknikkalla, jossa on käytetty maksimisuhdeyhdistelytekniikkaa. Kanavaestimaattorilta 326 viedään tieto estimoidusta kanavasta 35 dekooderiyksiköille ja yhdistelijälle. Kanavaestimaattori ja radiotaajuusosat voidaan toteuttaa tunnetuin menetelmin.

Yhdistelijältä signaali viedään ilmaisimelle, jossa suoritetaan symbolien ilmaisu tunnettuja ilmaisumenetelmiä käyttäen. Voidaan esimerkiksi laskea yhdistelyjen symboliestimaattien euklidinen etäisyys mahdollisista symbolilistoista tai määrittää vastaanotettujen symbolien tai bittien a posteriori todennäköisyydet. Jälkimmäisessä tapauksessa tarvitaan tietoa kanavasta, joka tieto saadaan kanavaestimaattorilta. Ilmaisimelta signaali viedään kanavadekoodeille ja edelleen vastaanottimen muihin osiin. Ylläolevasta kuvauksesta puuttuu sekä lähettimessä että vastaanottimessa toteutettu symboli- tai bittilomittelua ja lomittelun purku, sekä mahdollinen kanavakoodaus. Nämä voidaan haluttaessa toteuttaa tunnetuilla menetelmillä. Edellä on kuvattu vain eräs esimerkki mahdollisesta vastaanottimesta. Esimerkiksi kanavaestimaattien laskenta ja käyttö voidaan toteuttaa lukuisilla muilla tavoilla kuten alan ammattimiehelle on selvää.

Keksinnön mukaiset toimenpiteet suorittavat toiminteet kooderissa ja muissa lähettimeen ja järjestelyyn kuuluvissa laiteosissa toteutetaan sekä lähetinpäässä että vastaanotinpäässä edullisesti ohjelmallisesti prosessorin ja sopivan ohjelmiston avulla. Toiminteet voidaan toteuttaa myös esimerkiksi erillisillä komponenteilla tai piireillä.

Vaikka keksintöä on edellä selostettu viitaten oheisten piirustusten mukaiseen esimerkkiin, on selvää, ettei keksintö ole rajoittunut siihen, vaan sitä voidaan muunnella monin tavoin oheisten patenttivaatimusten esittämän keksinnöllisen ajatuksen puitteissa.

Patenttivaatimukset

1. Menetelmä digitaalisten symbolien lähetämiseksi, jossa menetelmässä luetaan lähettimessä ainakin kaksi samaan lähetyslohkoon kuuluva symbolia, t u n n e t t u siitä, että:

5 muodostetaan lähetyslohkoon kuuluvista symboleista kanavasymboleita käsittevä lohkokoodi suorittamalla kullekin symbolille ainakin yksi seuraavista operaatioista: toistaminen, konjugointi, painokertoimella kertominen, kahden tai useaman symbolin yhteenlasku, ja että kerrotaan ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla ensimmäisellä painokertoimella ja ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla toisella painokertoimella, ja että ensimmäisen painokertoimen ja toisen painokertoimen jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$; ja

10 lähetetään muodostetut kanavasymbolit kahden tai useaman lähetysantennireitin kautta.

15 2. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, t u n n e t t u siitä, että lähetetään muodostetut kanavasymbolit kahta tai useampaa tiedonsiirtoresurssia hyväksikäytäen.

20 3. Patenttivaatimuksen 2 mukainen menetelmä, t u n n e t t u siitä, että tiedonsiirtoresurssit on muodostettu aika-, taajuus- tai koodijaolla.

25 4. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, t u n n e t t u siitä, että lähetysantennireitit ovat kaksi tai useampi antennikeilaa, jotka on aikaansaatu kahta tai useampaa antennia käyttäen.

30 5. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, t u n n e t t u siitä, että käytetään kullekin antennireitille kahta tai useampaa tiedonsiirtoresurssia ja että muodostetaan kunkin antennireitin kautta lähetettävät kanavasymbolit kertomalla ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla ensimmäisellä painokertoimella ja ainakin yksi toinen lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla toisella painokertoimella, ja että ensimmäisen painokertoimen ja toisen painokertoimen jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$.

35 6. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, t u n n e t t u siitä, että muodostetaan kutakin tiedonsiirtoresurssia käyttäen eri antennireitteihin lähetettävät kanavasymbolit siten, että kerrotaan tiedonsiirtoresurssia hyödyntävä, ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla ensimmäisellä painokertoimella ja ainakin yksi toinen lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla toisella painokertoimella, ja että ensimmäisen

painokertoimen ja toisen painokertoimen jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$.

7. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, että lohkokoodin koodaussuhde on suurempi kuin ortogonaalisuuden sallima 5 koodaussuhde.

8. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, että valitaan kanavasymbolit määrittelevä lohkokoodi siten, että lohkokoodilla on täysi diversiteetti.

9. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, 10 että kerrotaan ainakin yksi luettu symboli kertoimista ± 1 ja $\pm j$ poikkeavalla painokertoimella.

10. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, että muodostetaan lähetyslohkon kanavasymbolit käyttäen ainakin yhdelle lähetyslohkoon kuuluvalle symbolille vaihekierrettyä modulointipisteistöä suh- 15 teessa toiseen lähetyslohkon symboliin.

11. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, että lohkokoodi on kunkin lähetyslohkoon kuuluvan symbolin osalta unitaari- nen.

12. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, 20 että lohkokoodin Hermiittisestä neliöstä muodostettu epäortogonaalisusmat- riisi on jäljetön.

13. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, että lohkokoodi on tehoepätasapainotettu.

14. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, 25 että lohkokoodi on tehoepätasapainoinen.

15. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, että lohkokoodissa ainakin kaksi symbolia on koodattu keskenään ortogonaa- lisesti.

16. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, 30 että lähetyslohkoon kuuluu neljä symbolia, ja että kaksi ensimmäistä symbolia on koodattu ortogonaaliseksi keskenään ja kaksi viimeistä symbolia on koo- dattu ortogonaaliseksi keskenään.

17. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettua siitä, 35 että muodostetaan luetuista symboleista kompleksiset kanavasymbolit lohko- koodin C avulla, joka on muotoa

$$C = \sum_{k=1}^K C_k = \sum_{k=1}^K U_k \gamma_k V_k$$

, jossa k kuvaa symbolin indeksiä, U_k on unitaarinen $M \times M$ matriisi M :n tarkoittaessa lähetyskuvausta ja V_k on unitaarinen $N \times N$ matriisi N tarkoittaessa antennien lukumääriä, ja jossa γ_k :n jokainen päädiagonaaliluku on joko lähetettävä symboli z_k tai sen kompleksikonjugaatti, ja joissa matriiseissa U_k , V_k on ainakin yksi arvojoukon $\{0, \pm 1, \pm j\}$ arvoista poikkeava elementti.

18. Patenttivaatimuksen 1 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että muodostetaan luetuista symboleista kompleksiset kanavasymbolit lohko-
10 koodin C avulla, joka on muotoa

$$C = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} + U \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix} V,$$

jossa A ja B ovat Alamoutin matriisin muotoa olevia ortogonaalisia 2×2 matriiseja, 0 on 2×2 nollamatriisi ja U ja V ovat yksikkömatriiseja siten, että ainakin yksi U :n tai V :n käsittämä matriisielementti on erisuuri kuin 0 , $+1$, -1 ja $-j$.

19. Patenttivaatimuksen 18 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että ainakin toinen matriiseista U , V on muotoa

$$\begin{bmatrix} qW & pW \\ pW & -qW \end{bmatrix}$$

jossa W on 2×2 unitaarinen matriisi, jonka determinantti on 1 , ja q ja
20 p ovat reaalilukuja, jotka toteuttavat yhtälön

$$q^2 + p^2 = 1.$$

20. Patenttivaatimuksen 19 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että matriisi W on

$$\begin{bmatrix} e^{i\phi} & 0 \\ 0 & e^{-i\phi} \end{bmatrix}.$$

21. Patenttivaatimuksen 20 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että kulma ϕ valitaan joukosta: noin 34° , noin 45° .

22. Patenttivaatimuksen 19 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että matriisi W on

$$\begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ -\beta & \alpha \end{bmatrix}, \text{ jossa } \alpha \text{ ja } \beta \text{ kuuluvat kompleksilukujen joukkoon ja}$$

30 täyttävät ehdon

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1.$$

23. Patenttivaatimuksen 22 mukainen menetelmä, tunnettu siitä, että $\alpha = \ell^{\frac{1}{4}} \cos \frac{\pi}{5}$ ja $\beta = \sin \frac{\pi}{5}$.

24. Järjestely digitaalisten symbolien lähetämiseksi, käsitteen kooderin (308) digitaalisten symbolien koodaamiseksi kanavasymboleiksi, ja kooderin (308) yhteydessä olevan yhden tai useamman lähetysantennin (314-318) kanavasymbolien lähetämiseksi, tunnettu siitä, että:

kooderi (308) on sovitettu lukemaan ainakin kaksi samaan lähetyslohkoon kuuluvaa symbolia, ja muodostamaan koodauksen määrittelevän lohkokoodin avulla lähetyslohkoon kuuluvista symboleista kanavasymboleita suorittamalla kullekin symbolille ainakin yksi seuraavista operaatioista: toistaminen, konjugointi, painokertoimella kertominen, kahden tai useamman symbolin yhteenlasku, ja että kooderi (308) on sovitettu kertomaan ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla ensimmäisellä painokertoimella ja ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla toisella painokertoimella, joiden mainitun ensimmäisen painokertoimen ja mainitun toisen painokertoimen jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$; ja joka

järjestely on sovitettu lähetämään muodostetut kanavasymbolit mainitun yhden tai useamman antennin avulla muodostetun kahden tai useaman lähetysantennireitin (314-318) kautta.

25. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettu siitä, että lähetetään muodostetut kanavasymbolit kahta tai useampaa tiedonsiirtoresurssia hyväksikäytäen.

26. Patenttivaatimuksen 25 mukainen järjestely, tunnettu siitä, että tiedonsiirtoresurssit on muodostettu aika-, taajuus- tai koodijaolla.

27. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettu siitä, että lähetysantennireitit ovat kaksi tai useampi antennikeilaa, jotka on aikaansaatu kahta tai useampaa antennia käyttäen.

28. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettu siitä, että järjestely on sovitettu käyttämään kullekin antennireitille kahta tai useampaa tiedonsiirtoresurssia ja muodostamaan kunkin antennireitin kautta lähetettävät kanavasymbolit kertomalla ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla ensimmäisellä painokertoimella ja ainakin yksi toinen lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla toisella painokertoimella, ja että ensimmäisen painokertoimen ja toisen painokertoimen jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$.

29. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettu siitä,

että järjestely on sovitettu muodostamaan kutakin tiedonsiirtoresurssia käyttäen eri antennireitteihin lähetetävät kanavasymbolit kertomalla tiedonsiirtoresurssia hyödyntävä, ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla ensimmäisellä painokertoimella ja ainakin yksi toinen lähetyslohkoon kuuluva symboli nollasta poikkeavalla toisella painokertoimella, ja että ensimmäisen painokertoimen ja toisen painokertoimen jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$.

5 30. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että lohkokoodin koodaussuhde on suurempi kuin ortogonaalisuuden sallima 10 koodaussuhde.

10 31. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että lohkokoodilla on täysi diversiteetti.

15 32. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että kooderi on sovitettu kertomaan ainakin yhden luetun symbolin kertoimista ± 1 ja $\pm j$ poikkeavalla painokertoimella.

33. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että järjestely on sovitettu lähetämään kunkin lähetyslohkoon kuuluvan symbolin radiotielle ainakin kahtena eri ajanhetkenä.

20 34. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että kooderi on sovitettu muodostamaan lähetyslohkon kanavasymbolit käytäen ainakin yhdelle lähetyslohkoon kuuluvalle symbolille vaihekierrettyä modulointipisteistöä suhteessa toiseen lähetyslohkon symboliin.

25 35. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että lohkokoodi on kunkin lähetyslohkoon kuuluvan symbolin osalta unitaarian.

36. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että lohkokoodin Hermiittisestä nelöstä muodostettu epäortogonaalisuusmatriisi on jäljetön.

30 37. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että lohkokoodi on tehoepätasapainotettu.

38. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että lohkokoodi on tehoepätasapainoinen.

35 39. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että lohkokoodissa ainakin kaksi symbolia on koodattu keskenään ortogonallisesti.

40. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että lohkokoodi on neljän symbolin lähetykseen tarkoitettu lohkokoodi, jossa kaksi ensimmäistä symbolia on koodattu ortogonaalisesti keskenään ja kaksi viimeistä symbolia on koodattu ortogonaalisesti keskenään.

5 41. Patenttivaatimuksen 24 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että kooderi on sovitettu muodostamaan luetuista symboleista kompleksiset kanavasymbolit lohkokoodin C avulla, joka on muotoa

$$C = \sum_{k=1}^K C_k = \sum_{k=1}^K U_k \gamma_k V_k$$

, jossa k kuvaa symbolin indeksiä, U_k on unitaarinen $M \times M$ matriisi 10 M:n tarkoittaessa lähetysten viivettä ja V_k on unitaarinen $N \times N$ matriisi N tarkoittaessa antennien lukumäärää, ja jossa γ_k :n jokainen päädiagonaalil matrisielementti on joko lähetettävä symboli \dot{z}_k tai sen kompleksikonjugaatti, ja joissa matriiseissa U_k , V_k on ainakin yksi arvojoukon $\{0, \pm 1, \pm j\}$ arvoista poikkeava elementti.

15 42. Patenttivaatimuksen 41 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että kooderi on sovitettu muodostamaan luetuista symboleista kompleksiset kanavasymbolit lohkokoodin C avulla, joka on muotoa

$$C = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & A \end{bmatrix} + U \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix} V,$$

jossa A ja B ovat Alamoutin matriisin muotoa olevia ortogonaalisia 20 2*2 matriiseja, 0 on 2*2 nollamatriisi ja U ja V ovat yksikkömatriiseja siten, että ainakin yksi U:n tai V:n käsittämä matriisielementti on erisuuri kuin 0, +1, -1 +j ja -j.

43. Patenttivaatimuksen 42 mukainen järjestely, tunnettua siitä, että ainakin toinen matriiseista U, V on muotoa

$$\begin{bmatrix} qW & pW \\ pW & -qW \end{bmatrix}$$

jossa W on 2*2 unitaarinen matriisi, jonka determinantti on 1, ja q ja p ovat reaalilukuja, jotka toteuttavat yhtälön

$$q^2 + p^2 = 1.$$

44. Patenttivaatimuksen 43 mukainen järjestely, tunnettua siitä, 30 että matriisi W on

$$\begin{bmatrix} e^{i\phi} & 0 \\ 0 & e^{-i\phi} \end{bmatrix}.$$

45. Patenttivaatimuksen 44 mukainen järjestely, tunnettua siitä,

että kulma ϕ valitaan joukosta: noin 34° , noin 45° .

46. Patenttivaatimuksen 43 mukainen järjestely, tunnettu siitä, että matriisi W on

$$\begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ -\beta & \alpha \end{bmatrix}, \text{ jossa } \alpha \text{ ja } \beta \text{ kuuluvat kompleksilukujen joukkoon ja}$$

5 täyttävät ehdon

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1.$$

47. Patenttivaatimuksen 46 mukainen järjestely, tunnettu siitä, että $\alpha = \ell^{\frac{\pi}{4}} \cos \frac{\pi}{5}$ ja $\beta = \sin \frac{\pi}{5}$.

(57) Tiivistelmä

Järjestely digitaalisten symbolien koodaamiseksi ja lähetämiseksi ainakin kahden antennin (314-318) kautta. Kooderissa (308) luetaan ainakin kaksi samaan lähetyslohkoon kuuluvaa symbolia, ja muodostetaan lohkokoodin avulla lähetyslohkon symboleista kanavasymboleita. Kooderissa (308) kerrotaan ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluvaa symboli nollasta poikkeavalla ensimmäisellä painokertoimella ja ainakin yksi lähetyslohkoon kuuluvaa symboli nollasta poikkeavalla toisella painokertoimella, joiden painokertoimien välinen jakosuhde poikkeaa arvoista ± 1 ja $\pm j$. Lähetetään näin muodostetut kanavasymbolit radiotielle (320) antennien (314-318) kautta.

(Kuvio 3)

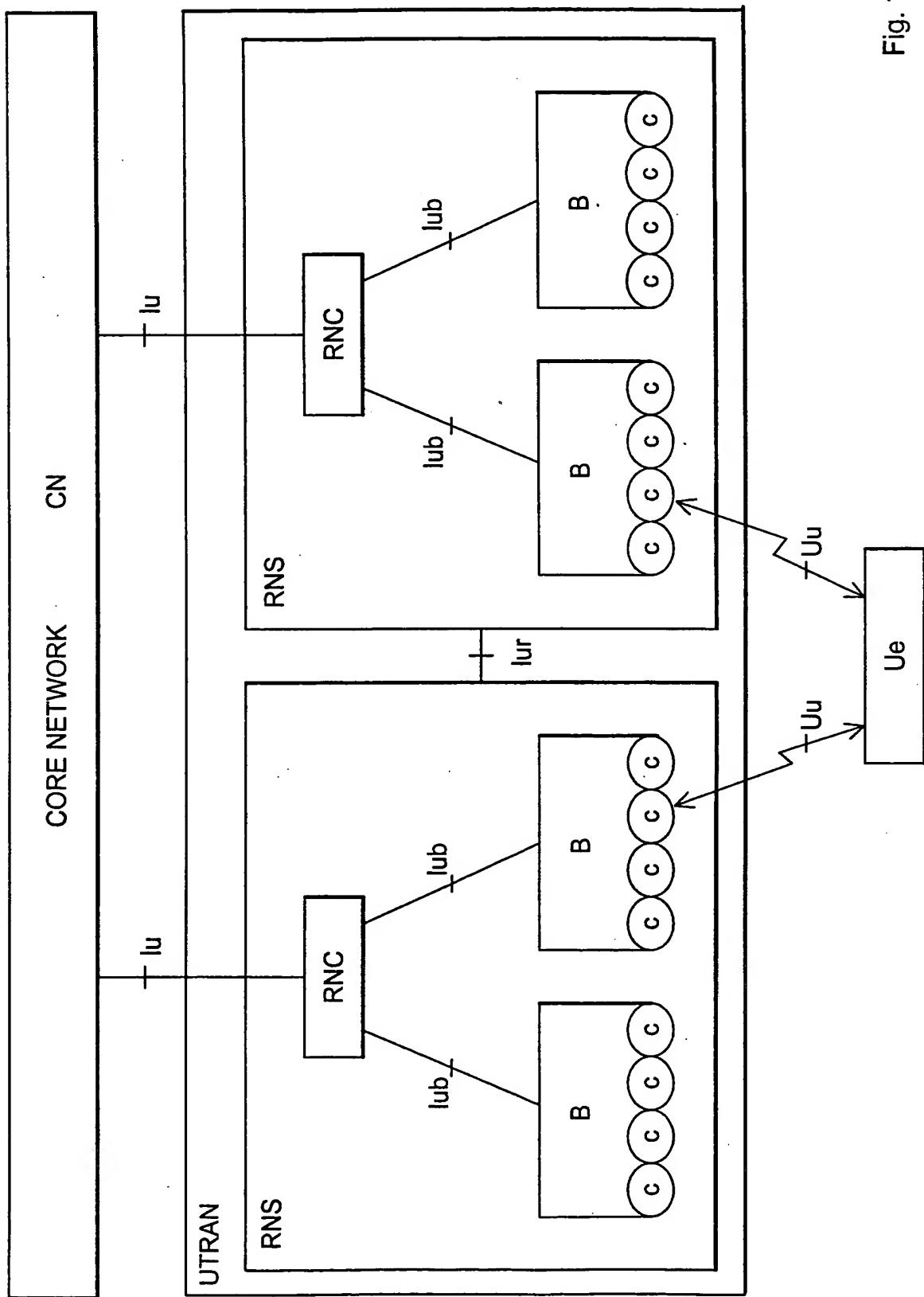


Fig. 1

2/6

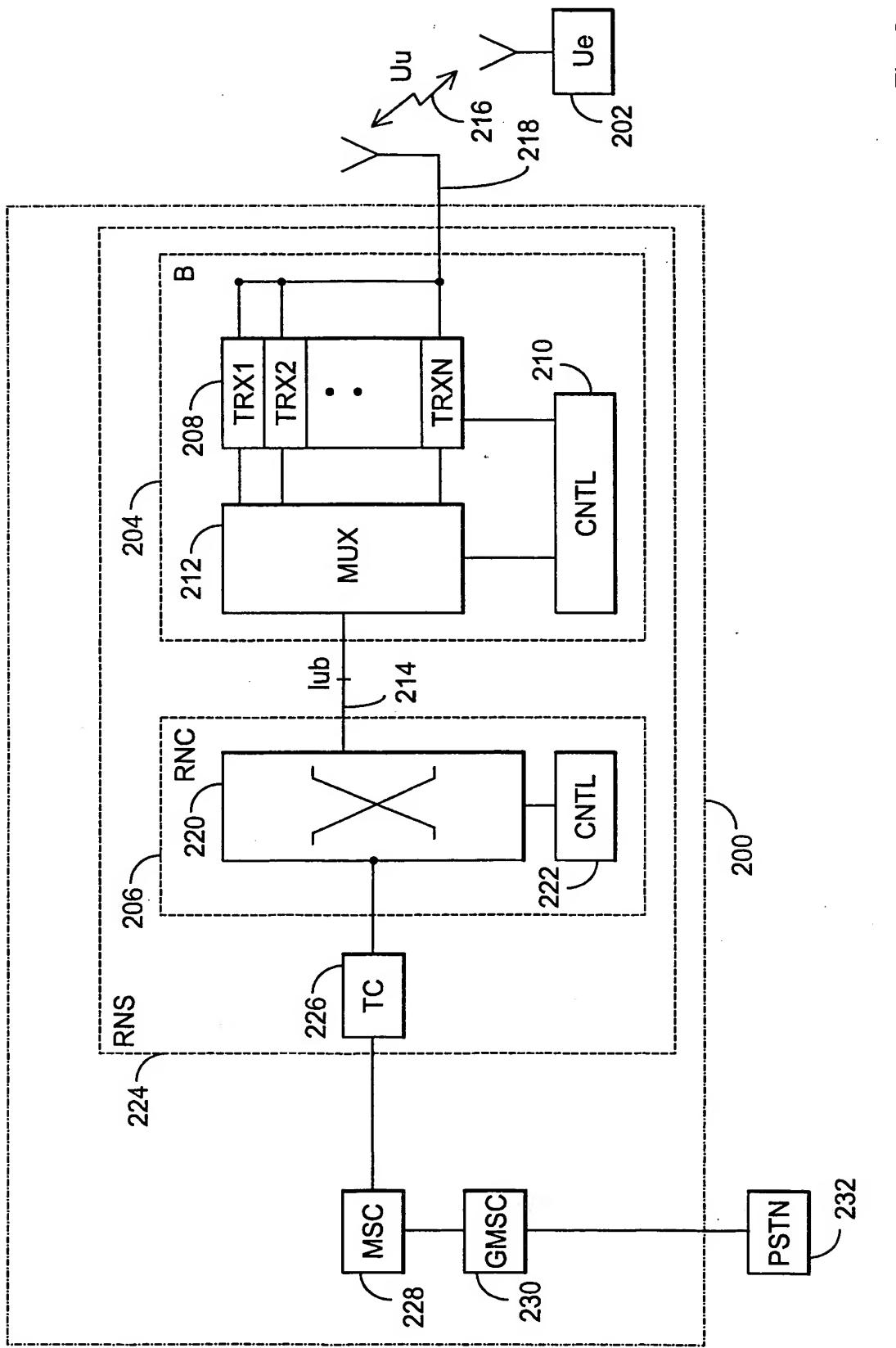


Fig. 2

3/6

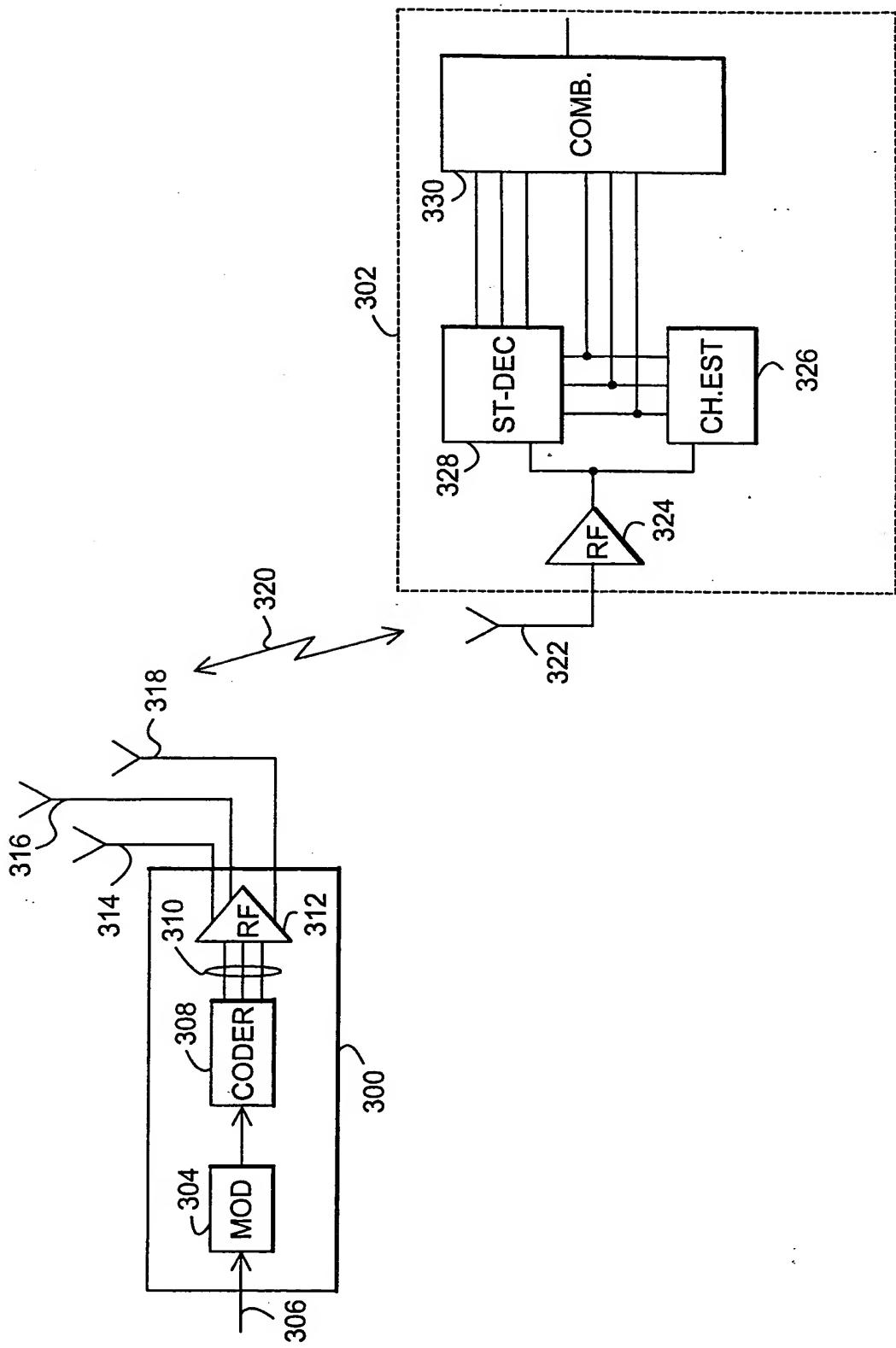


Fig. 3

4/6

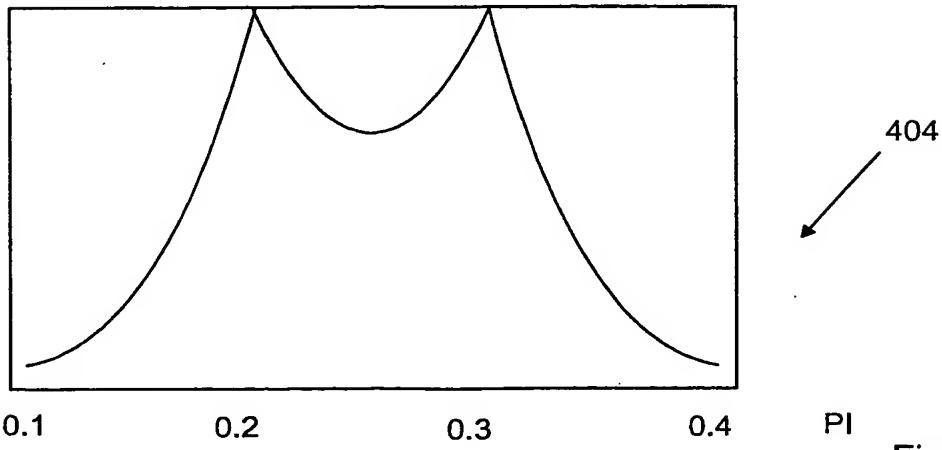
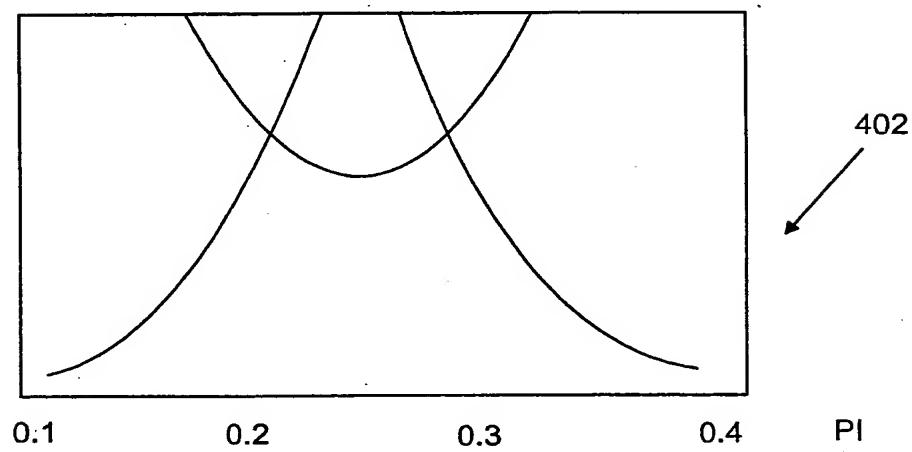
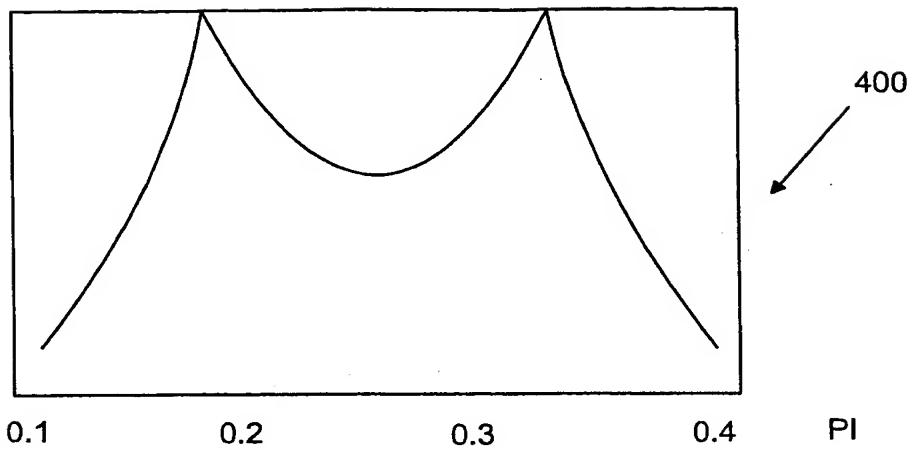


Fig. 4A

5/6

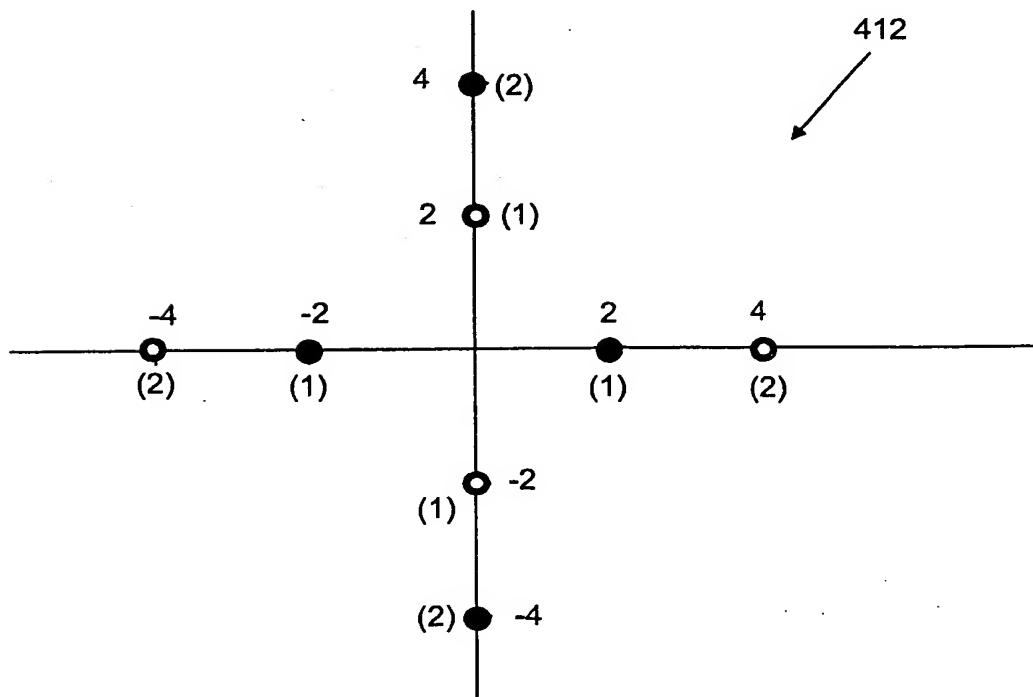
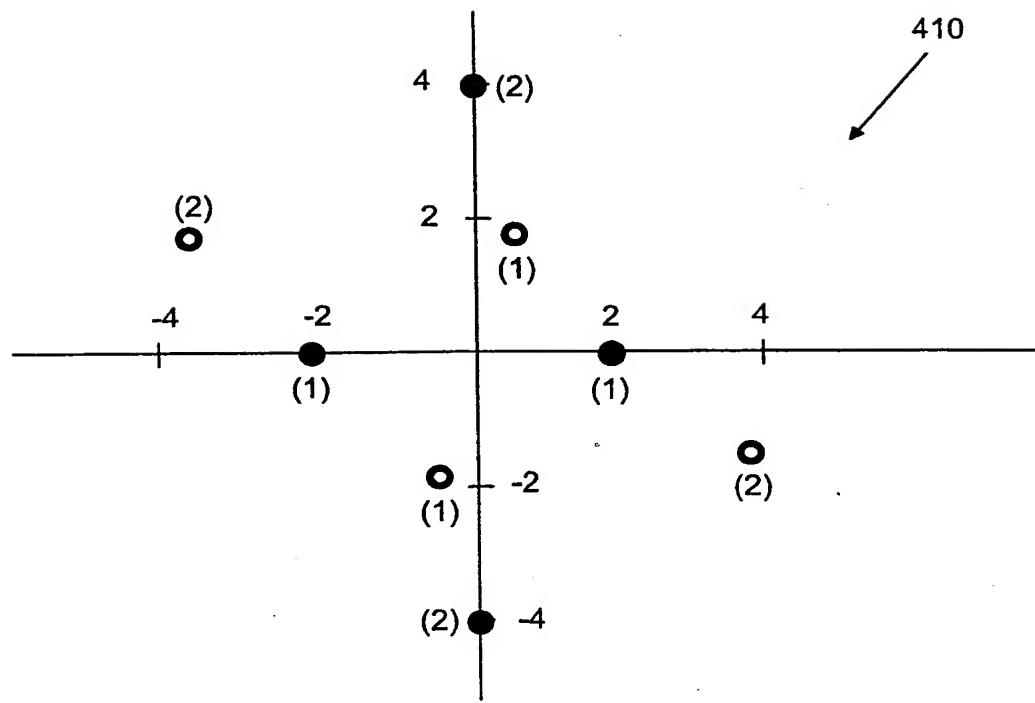


Fig. 4B

6/6

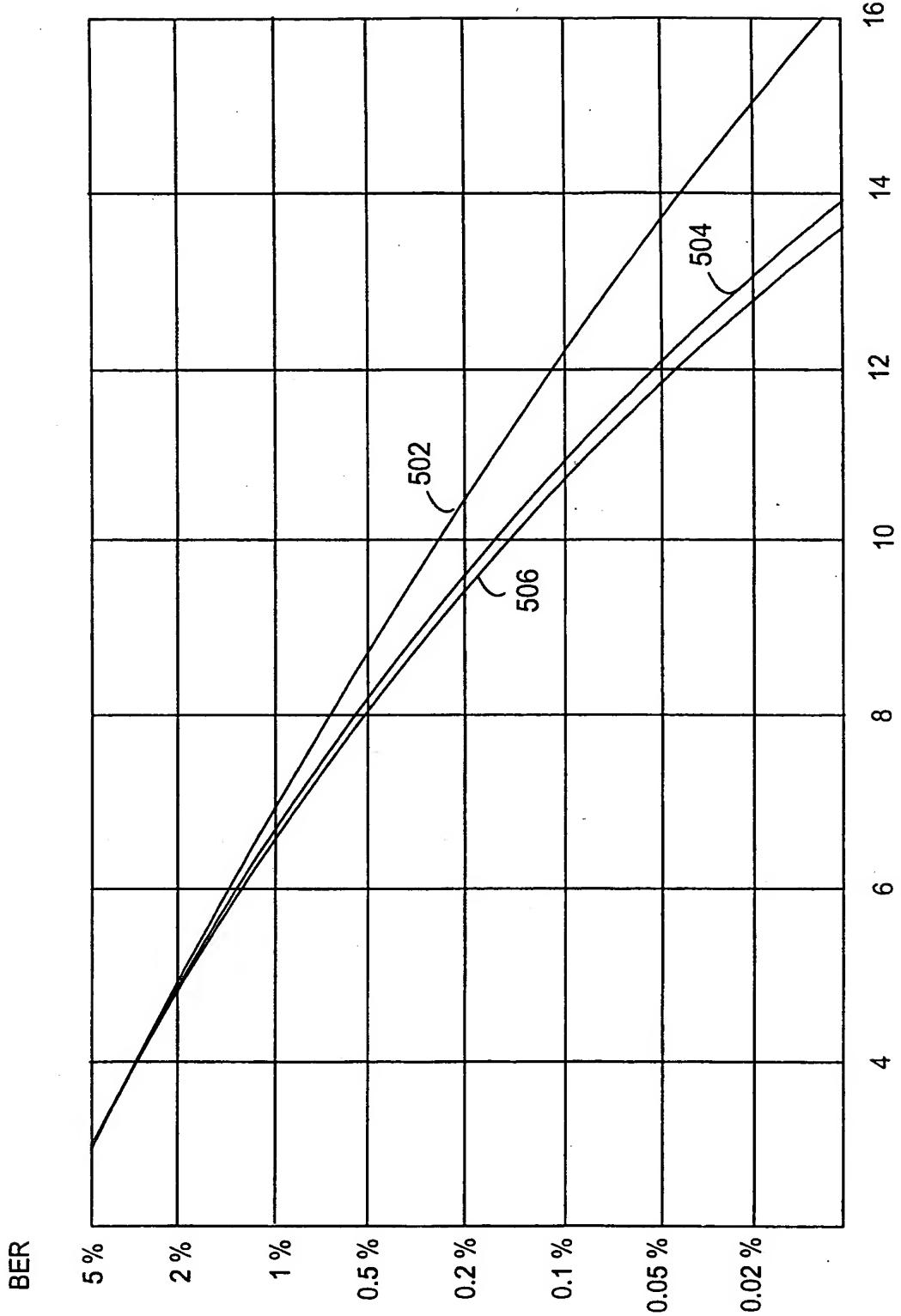


Fig. 5